

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-229380

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月25日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 J 13/02

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

F

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願平9-28769

(22) 出願日 平成9年(1997) 2月13日

(71) 出願人 593051331

稲津 稔

東京都世田谷区松原3丁目1番13号

(71) 出願人 000004260

株式会社デンソー

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 稲津 稔

東京都世田谷区松原3-1-13

(72) 発明者 犬塚 孝範

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会

社デンソー内

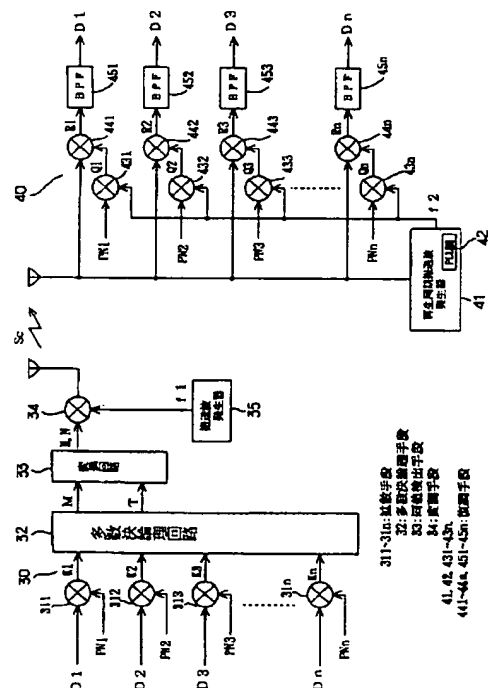
(74) 代理人 弁理士 佐藤 強

(54) 【発明の名称】 符号分割多重接続方式を用いた通信装置

(57) 【要約】

【課題】 送信信号の送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、偶数多重を可能としてシステムの自由度を向上させることができる符号分割多重接続方式を用いた通信装置を提供する。

【解決手段】 送信装置30で、データ信号D1～DnがPN符号により拡散変調され、多数決論理回路32で多数決論理判断することによってそのデータ信号D1～Dnが多重化されて送信信号Scが生成されて出力され、受信装置40で、その送信信号ScがPN符号により逆拡散されて復調されて元のデータ信号D1～Dnが得られる構成の符号分割多重接続方式にあって、多数決論理判断が同値となって多数決結果「1」または「0」を示す多数決信号Mが出力されないときには、「1」または「0」のいずれかに設定された同値信号Nに基づいて送信信号Scが生成され出力されるように構成した。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送信部に、複数のデータチャネルのそれぞれに対応して異なる PN 符号でデータ信号を拡散変調して前記データチャネル毎に拡散信号を出力する拡散手段と、この拡散手段から出力される複数の拡散信号をタイムスロット単位で多数決論理判断してその多数決論理判断結果を二値化信号に対応させて出力する多数決論理手段と、この多数決論理手段から出力される前記二値化信号で所定の搬送波を変調して送信信号を出力する変調手段とを備えると共に、受信部に、前記送信部から出力された前記送信信号を受信すると前記 PN 符号を用いて復調して前記データ信号を得る復調手段を備えた構成の符号分割多重接続方式を用いた通信装置において、前記送信部は、前記多数決論理手段における多数決論理判断で同値となって多数決論理判断結果が出力されないときにこれを検出して前記二値化信号のうちのあらかじめ決められた信号を出力する同値検出手段を備え、前記変調手段は、前記多数決論理手段から多数決論理判断結果が出力されないときには前記同値検出手段から出力される二値化信号により変調を行うように構成されていることを特徴とする符号分割多重接続方式を用いた通信装置。

【請求項 2】 送信部に、複数のデータチャネルのそれぞれに対応して異なる PN 符号でデータ信号を拡散変調して前記データチャネル毎に拡散信号を出力する拡散手段と、この拡散手段から出力される複数の拡散信号をタイムスロット単位で多数決論理判断してその多数決論理判断結果を多値化信号のうちの 2 つの信号に対応させて出力する多数決論理手段と、この多数決論理手段から出力される前記多値化信号で所定の搬送波を変調して送信信号を出力する変調手段とを備えると共に、受信部に、前記送信部から出力された前記送信信号を受信すると前記 PN 符号を用いて復調して前記データ信号を得る復調手段を備えた構成の符号分割多重接続方式を用いた通信装置において、前記送信部は、前記多数決論理手段における多数決論理判断で同値となって多数決論理判断結果が出力されないときにこれを検出して前記多値化信号のうちの多数決論理判断結果に使用するものとは異なる所定の信号を出力する同値検出手段を備え、前記変調手段は、前記多数決論理手段から多数決論理判断結果が出力されないときには前記同値検出手段から出力される多値化信号により変調を行うように構成されていることを特徴とする符号分割多重接続方式を用いた通信装置。

【請求項 3】 前記復調手段は、前記送信信号を受信すると前記 PN 符号を用いて復調するときに前記多数決論理判断に割当てられる前記 2 つの多値化信号に基づいて前記データ信号を得るように構成されていることを特徴とする請求項 2 記載の符号分割多重接続方式を用いた通

信装置。

【請求項 4】 前記受信部には、前記送信信号に同期する再生同期搬送波を生成する PLL 回路が設けられていることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の符号分割多重接続方式を用いた通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、送信側で複数のデータチャネルに割当てられたデータ信号を PN 符号で拡散変調して拡散信号とし、その拡散信号を多数決論理判断により多重化して送信信号として出力し、受信側で受信した送信信号を PN 符号により復調してデータ信号を得る符号分割多重接続方式を用いた通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】符号分割多重接続 (Code Division Multiple Access : 以下 CDMA と略称する) 方式は、例えば送信側で、複数のデータチャネルのそれぞれに割当てられたデータ信号を各データチャネル毎に異なる拡散符号でスペクトル拡散し、その拡散信号で所定周波数の搬送波を変調し、その変調信号を加算などすることによって多重化して送信信号を生成し、受信側で、その送信信号を送信側で用いた拡散符号で逆拡散することにより復調して元のデータ信号を得る通信方式である。

【0003】そして、このような CDMA 方式は、スペクトル拡散方式が有する本質的な特徴によって他のデータ通信方式である周波数分割多重接続方式や時分割多重接続方式とは異なり、以下に示すような特徴を有している。

【0004】(1) 既存システムに干渉や妨害を与えにくい。

(2) 既存システムからの干渉や妨害に強い。

(3) マルチパス伝搬によるデータ伝送品質劣化対策をたてやすい。

(4) 秘匿性の高い通信システムが構築できる。

(5) データ伝送速度の高速化に伴う広帯域伝送が容易である。

(6) システム容量の大容量化の可能性がある。

【0005】図 16 は、このような CDMA 方式を採用した従来の通信システムの構成の一例である。送信装置 10 において、 n 個のデータチャネルのそれぞれにデータ信号 $D1 \sim Dn$ が割当てられると、それらデータ信号 $D1 \sim Dn$ は、それぞれ各データチャネル毎で異なるように割当てられた拡散符号としての PN 符号 $PN1 \sim Pn$ によって n 個の拡散器 $111 \sim 11n$ で拡散変調され、拡散信号 $K1 \sim Kn$ として出力される。

【0006】そして、これら拡散信号 $K1 \sim Kn$ で搬送波発生器 12 から出力される所定周波数の搬送波 $f1$ が n 個の位相変調器 $131 \sim 13n$ で位相変調 (例えば 2 相位変調) され、変調信号 $P1 \sim Pn$ として出力される。そして、変調信号 $P1 \sim Pn$ が加算器 14 で加算さ

れ、多重化された送信信号 S_a が出力される。

【0007】このようにして出力された送信信号 S_a は、受信装置 20 に与えられると、 n 個の逆拡散器 211 ~ 21n に与えられると共に、再生同期搬送波発生器 22 に与えられる。そして、送信信号 S_a が再生同期搬送波発生器 22 に与えられることに基づいて、その内部の PLL (Phase Lock Loop) 回路 23 によって上記搬送波 f_1 と同期する再生同期搬送波 f_2 が生成され、その再生同期搬送波 f_2 が上記 PN 符号 $PN_1 \sim PN_n$ によって n 個の拡散器 241 ~ 24n で拡散され、中間信号 $Q_1 \sim Q_n$ が出力される。

【0008】そして、送信信号 S_a がそれら中間信号 $Q_1 \sim Q_n$ によって逆拡散器 211 ~ 21n で逆拡散されて復調信号 $R_1 \sim R_n$ として出力され、それら復調信号 $R_1 \sim R_n$ が n 個のバンドパスフィルタ (BPF) 251 ~ 25n を通過することによってノイズ成分が除去されて元のデータ信号 $D_1 \sim D_n$ が得られる。このようにして、データ信号 $D_1 \sim D_n$ が多重化されて送信装置 10 と受信装置 20 との間で通信されるものである。

【0009】ところが、このような通信システムでは、上述したように、変調信号 $P_1 \sim P_n$ を加算器 14 で加算して多重化することから、データチャネルの多重数に比例して、送信信号 S_a の振幅、つまり、送信電力が大きくなる場合がある。そのため、データチャネルの多重数が所定の多重数を越えてしまうと、送信信号 S_a の送信電力が電波法で規制された範囲を越えてしまうという問題がある。

【0010】これに対しては、送信信号 S_a の送信電力が電波法で規制された範囲内となるように、各データチャネルの送信電力を $(1/\text{多重数})$ とすることが考えられているが、これでは、多重数が増えると 1 データチャネルあたりの送信電力が小さくなることに応じて各データチャネルの SN 比が低下し、その結果、伝送品質が低下することによって新たな問題が生じてしまう。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】そこで、上記のような問題点を解決するために、図 17 に示すように、CDMA 方式に多数決論理回路を採用した通信システム (特開平 6-268631 号公報) が考えられている。すなわち、送信装置 15 において、 n 個の拡散器 111 ~ 11n のそれぞれで生成された拡散信号 $K_1 \sim K_n$ は、多数決論理回路 16 に出力され、多数決論理回路 16 でタイムスロット単位に多数決論理判断されることにより、多数決信号 M として位相変調器 17 に出力される。そして、その多数決信号 M で搬送波発生器 12 から出力される搬送波 f_1 が位相変調器 17 で位相変調され、送信信号 S_b が出力される。

【0012】この場合、送信信号 S_b は、上記したように 1 つの多数決信号 M で搬送波 f_1 が位相変調されて生成されるものであるから、上述したような n 個の変調信

号 $P_1 \sim P_n$ を加算して多重化する送信信号 S_a とは異なり、その送信電力は 1 チャネルあたりの送信電力と等しい。

【0013】つまり、データチャネルの多重数が増えても送信信号 S_b の送信電力を電波法で規制された範囲内とすることができる。尚、このような多数決論理回路 16 を採用した通信システムにおいても、上述した構成と同様の受信装置 20 を用いた構成とすることによって、送信信号 S_b を復調して、元のデータ信号 $D_1 \sim D_n$ を得ることができるものである。

【0014】しかしながら、このような多数決論理回路 16 を採用した通信システムにおいては、上述したような多数決論理判断がなされることから、多数決論理判断結果が得られるようにそのデータチャネル数が奇数であることが前提とされ、つまり、データチャネル数を偶数に設定することができず、システムの設計上の制約を受けてしまうという問題点があった。

【0015】本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、送信信号の送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、システムの自由度を向上させることができる符号分割多重接続方式を用いた通信装置を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】請求項 1 の発明によれば、送信部では、データ信号が複数のデータチャネルに割当てられると、それらデータ信号が拡散手段により PN 符号で拡散変調されて拡散信号が出力され、それら拡散信号が多数決論理手段により多数決論理判断されて多数決論理判断結果が二値化信号に対応されて出力され、変調手段によりその二値化信号で搬送波が変調されて送信信号が出力される。これに対して、受信部では、送信部から出力された送信信号を受信すると、その送信信号が復調手段により PN 符号を用いて復調されてデータ信号が得られる。このようにして、データ信号を多重化して送信部と受信部との間で通信することができる。

【0017】さて、ここで、データのチャネル数が偶数である場合を考える。チャネル数が偶数であるとき、多数決論理手段における多数決論理判断が同値となる場合があり、その場合には、同値検出手段により上記した二値化信号のうちのあらかじめ決められた信号が出力され、変調手段によりその信号で搬送波が変調されて送信信号が出力される。そして、受信部では、前述と同様にして送信信号が PN 符号を用いて復調されてデータ信号が得られる。

【0018】ところで、多数決論理判断結果が同値となったときに二値化信号のうちのあらかじめ決められた信号を用いることによって元のデータ信号を得ることができるのは、以下の理由によるものである。すなわち、上述の拡散および逆拡散に使用する PN 符号は、符号系列

が例えば「1」、「0」から構成されているとすると、一般に次のような性質を有しているからである。

【0019】(1) 平衡性、具体的には、符号系列の1周期内での「1」の出現回数と「0」の出現回数とは1しか変わらないという性質。

(2) 連なり性、具体的には、符号系列の1周期内での「1の連なり」の出現回数と「0の連なり」の出現回数とは略等しいという性質。

【0020】つまり、PN符号がこのような性質を有していることにより、多数決論理判断が同値となって多数決論理判断結果が出力されないときでも、あらかじめ決められた信号を出力させることによって、元のデータ信号を得ることができるものである。

【0021】以上の説明により、このような符号分割接続方式を用いた通信装置によれば、多数決論理判断により多重化することによって送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、データチャネル数が奇数に限定されることはなく、つまり、データチャネル数が偶数であってもデータ通信することができ、システムの自由度を向上させることができるようになる。

【0022】請求項2、3の発明によれば、請求項1記載の発明と同様に、送信部では、データ信号が複数のデータチャネルに割当てられると、それらデータ信号が拡散手段によりPN符号で拡散変調されて拡散信号が出力され、それら拡散信号が多数決論理手段により多数決論理判断されて多数決論理判断結果が多値化信号のうちの2つの信号に対応されて出力され、変調手段によりその多値化信号で搬送波が変調されて送信信号が出力される。これに対して、受信部では、送信側から出力された送信信号を受信すると、復調手段によりPN符号を用いて復調されてデータ信号が得られる。このようにして、データ信号を多重化して送信部と受信部との間で通信することができる。

【0023】さて、このときも、データのチャネル数が偶数である場合を考える。この請求項2の発明の場合、チャネル数が偶数であって多数決論理手段における多数決論理判断が同値となると、二値化信号のうちのあらかじめ決められた信号が出力される請求項1の発明とは異なり、同値検出手段により多値化信号のうちの多数決論理判断結果に使用するものとは異なる所定の信号が出力され、変調手段によりその所定の信号で搬送波が変調されて送信信号が出力される。すなわち、チャネル数が偶数であって多数決論理判断が同値となっても、送信側からは所定の信号で変調された送信信号が出力される。そして、受信部では、請求項3の発明の復調手段により多数決論理判断に割当てられる2つの多値化信号に基づいて送信信号がPN符号を用いて復調されて元のデータ信号が得られる。

【0024】以上の説明により、このような符号分割接

続方式を用いた通信装置によれば、請求項1の発明と同様に、多数決論理判断により多重化することによって送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、データチャネル数が偶数であってもデータ通信することができ、システムの自由度を向上させることができるようになる。

【0025】請求項4の発明によれば、受信部にPLL回路を使用している場合、多数決論理判断が同値となっても、送信信号が途絶えることがないので、PLL回路の動作を安定させることができるようになる。

【0026】

【発明の実施の形態】以下、本発明の請求項1に対応した第1実施例について図1を参照して説明する。まず、通信システムの送信装置30は、次のように構成されている。拡散手段としてのn個の拡散器311～31nは、それぞれ複数のデータチャネル毎に割当てられた「1」、「0」の二値化されたデータ信号D1～Dnと、それら各データチャネル毎に異なるように割当てられた「1」、「0」の二値からなる拡散符号としての所定チップ数のPN符号PN1～PNnとが与えられるようになっており、データ信号D1～DnをPN符号PN1～PNnで拡散変調して拡散信号K1～Knを生成し、それら拡散信号K1～Knを多数決論理手段としての多数決論理回路32に出力するようになっている。

【0027】多数決論理回路32は、上記拡散器311～31nから与えられた拡散信号K1～Knを上記PN符号の1チップに対応するタイムスロット単位に多数決論理判断を行うもので、具体的には、各データチャネルから与えられる拡散信号K1～Knのタイムスロット単位の「1」の個数が「0」の個数より多いと多数決論理判断したときには多数決信号Mを「1」として出力し、「1」の個数が「0」の個数より少ないと多数決論理判断したときには多数決信号Mを「0」として同値検出手段としての変換回路33に出力する。また、多数決論理回路32は、拡散信号K1～Knの「1」の個数と「0」の個数とが等しい、つまり、同値であると判断したときには同値検出信号Tを変換回路33に出力するようになっている。

【0028】変換回路33は、上記多数決論理回路32から多数決信号Mや同値検出信号Tが与えられるもので、多数決信号Mが与えられると、その多数決信号Mをその状態をもって出力する、つまり、多数決信号Mが「1」で与えられたときにはその「1」の多数決信号Mを出力し、多数決信号Mが「0」で与えられたときにはその「0」の多数決信号Mを変調手段としての2相位相変調器34に出力する。また、変換回路33は、同値検出信号Tが与えられると、多数決信号Mに等しい「1」または「0」のいずれかに設定された同値信号Nを2相位相変調器34に出力するようになっている。

【0029】2相位相変調器34は、上記変換回路33

から多数決信号Mや同値信号Nが与えられるもので、搬送波発生器35から出力される所定周波数の搬送波f1をこれら多数決信号Mや同値信号Nで位相変調して広帯域周波数の送信信号Scを生成して出力するようになっている。このようにして、送信装置30は、データ信号D1~Dnを多重化して位相変調して出力するように構成されている。

【0030】これに対して、送信装置30から出力された送信信号Scを受信する受信装置40は、次のように構成されている。再生同期搬送波発生器41は、送信信号Scが与えられるもので、送信信号Scに基づいてその内部のPLL回路42によって上記した送信信号Scに同期する再生同期搬送波f2を生成してn個の拡散器431~43nに出力するようになっている。

【0031】拡散器431~43nは、上記送信装置30で用いられたPN符号PN1~PNnと、上記再生同期搬送波f2とが与えられるもので、その再生同期搬送波f2をPN符号PN1~PNnで拡散して中間信号Q1~Qnを生成してn個の逆拡散器441~44nに出力するようになっている。

【0032】逆拡散器441~44nは、上記送信信号Scと、中間信号Q1~Qnとが与えられるもので、その送信信号Scを中間信号Q1~Qnで逆拡散して復調信号R1~Rnを生成してバンドパスフィルタ(BPF)451~45nに出力するようになっている。バンドパスフィルタ451~45nは、与えられた復調信号R1~Rnを所定の通過周波数帯域に通過させることにより、ノイズ成分を除去して元のデータ信号D1~Dnを得るようになっている。このようにして、受信装置40は、送信装置30から出力された送信信号Scを復調して元のデータ信号D1~Dnを得るものである。尚、本発明の復調手段は、これら再生同期搬送波発生器41、PLL回路42、拡散器43、逆拡散器44、バンドパスフィルタ451~45nにより構成されている。

【0033】次に、上記構成の作用について説明する。データ信号D1~Dnが各データチャネルに割当てられると、それらデータ信号D1~Dnがそれぞれ拡散器311~31nでPN符号PN1~PNnにより拡散変調されて拡散信号K1~Knが出力される。そして、その拡散信号K1~Knが多数決論理回路32でタイムスロット単位に多数決論理判断され、拡散信号K1~Knの「1」の個数と「0」の個数とが異なると多数決論理判断がなされたときにはその多数決論理判断結果に応じて多数決信号Mが「1」または「0」として出力される。また、チャネル数が偶数であって拡散信号K1~Knの「1」の個数と「0」の個数とが等しい、つまり、同値となったときには同値検出信号Tが出力される。

【0034】そして、多数決論理回路32から多数決信号Mが出力されたときには、その多数決信号Mが変換回路33を介して2相位相変調器34に出力され、搬送波

発生器35から出力される搬送波f1がその多数決信号Mで位相変調され送信信号Scが生成されて出力される。これに対して、多数決論理回路32から同値検出信号Tが出力されたときには、変換回路33から「1」または「0」の同値信号Nが2相位相変調器34に出力され、搬送波f1がその同値信号Nで位相変調され送信信号Scが生成されて出力される。

【0035】このように、送信装置30においては、多数決論理判断がなされたときには多数決信号Mの「1」または「0」で搬送波f1が位相変調されて送信信号Scが出力され、チャネル数が偶数であって同値となったときには「1」または「0」のいずれかに設定された同値信号Nで搬送波f1が位相変調されて送信信号Scが出力される。

【0036】さて、このようにして送信装置30から出力された送信信号Scが受信装置40に受信されると、その送信信号Scは逆拡散器441~44nに与えられると共に、再生同期搬送波発生器41に与えられる。そして、再生同期搬送波発生器41のPLL回路42によって上記した送信信号Scに同期する再生同期搬送波f2が生成され、その再生同期搬送波f2が拡散器431~43nでPN符号PN1~PNnによって拡散され中間信号Q1~Qnが生成されて出力される。

【0037】次いで、逆拡散器441~44nに与えられた送信信号Scがその中間信号Q1~Qnによって逆拡散されて復調信号R1~Rnが生成され、復調信号R1~Rnがバンドパスフィルタ451~45nで所定の通過周波数帯域に通過されることによりノイズ成分が除去されて元のデータ信号D1~Dnが得られる。このようにして、データ信号D1~Dnを多数決論理回路32で多数決論理判断することによって多重化して送信装置30と受信装置40との間で通信することができる。

【0038】尚、このように、送信装置30で、多数決論理判断が同値となって多数決論理回路32から多数決信号Mが出力されないときには、多数決信号Mではなく、「1」または「0」のいずれかに設定された同値信号Nで搬送波f1が位相変調されることにより送信信号Scが生成され、受信装置40で、その送信信号Scが復調されて元のデータ信号D1~Dnが得られるものであるが、これは、拡散符号としてのPN符号が前述の「課題を解決するための手段」で説明した性質を有しているからである。

【0039】このように第1実施例によれば、送信装置30で、データ信号D1~DnがPN符号により拡散され、多数決論理回路32で多数決論理判断することによってそのデータ信号D1~Dnが多重化されて送信信号Scが生成されて出力され、受信装置40で、その送信信号ScがPN符号により逆拡散されて復調されて元のデータ信号D1~Dnが得られるように構成したCDMA方式の通信システムであって、多数決論理判断が同値

となって多数決信号Mが出力されないときには、多数決信号Mのうちの「1」または「0」のいずれかに設定された同値信号Nに基づいて送信信号Scが生成されて出力されるように構成したので、データチャネル数が偶数であって多数決論理判断が同値となってもデータ通信を良好に行うことができるようになる。

【0040】すなわち、多数決論理回路32を用いて多数決論理判断により多重化することによって送信信号Scの送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、データチャネル数が奇数に限定されることはなく、つまり、データチャネル数が偶数であってもデータ通信することができ、システムの自由度を向上させることができるようになる。

【0041】また、多数決論理判断が同値となっても、送信信号Scが出力されるので、受信装置40においては、再生同期搬送波発生器41のPLL回路42の動作を安定させることができるようになる。

【0042】次に、本発明の請求項2、3に対応した第2実施例について、図2を参照して説明する。尚、第1実施例と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、以下、異なる部分について説明する。

【0043】この第2実施例では、送信装置50において、変換回路51は、多数決信号Mや同値検出信号Tが与えられると、変換信号Iならびに変換信号Qを出力するように構成されている。具体的には、変換回路51は、多数決信号Mが「1」で与えられると、変換信号Iを「1」ならびに変換信号Qを「0」とすることにより、変換信号IQを「10」として出力し、多数決信号Mが「0」で与えられると、変換信号Iを「0」ならびに変換信号Qを「1」とすることにより、変換信号IQを「01」として4相位相変調器52に出力する。また、変換回路51は、同値検出信号Tが与えられると、変換信号Iを「0」ならびに変換信号Qを「0」とすることにより、変換信号IQを「00」として4相位相変調器52に出力する。

【0044】4相位相変調器52は、上記変換信号IQが与えられるもので、搬送波発生器35から出力される所定周波数の搬送波f1を変換信号IQで位相変調して広帯域周波数の送信信号Sdを生成して出力するようになっている。尚、このとき、送信信号Sdの位相は、搬送波f1の位相に対して $\pi/4$ シフトされている。これは、後述するように、変換信号IQの「10」および「01」で搬送波f1が変調されて生成された送信信号Sdは復調され、変換信号IQの「00」で搬送波f1が変調されて生成された送信信号Sdは復調されないようにするためである。

【0045】これに対して、受信装置60において、 $\pi/4$ シフト再生同期搬送波発生器61は送信信号Sdが与えられるもので、送信信号Sdに基づいてその内部のPLL回路62によって上記した送信信号Sdに同期す

る再生同期搬送波f2を生成してn個の拡散器431～43nに出力するようになっている。

【0046】この場合、再生同期搬送波f2の位相は、 $\pi/4$ シフトされていることによって変換信号IQの「10」および「01」で変調されて生成された送信信号Sdの位相と等しくされ、つまり、上述したように、変換信号IQの「10」および「01」で変調されて生成された送信信号Sdは復調され、変換信号IQの「00」で変調されて生成された送信信号Sdは復調されないようになっている。このようにして、受信装置60は、変換信号IQの「10」および「01」で変調されて生成された送信信号Sdのみを復調することによってデータ信号D1～Dnを得るように構成されている。

【0047】次に、上記構成の作用について説明する。データ信号D1～Dnが各データチャネルに割当てられると、それらデータ信号D1～Dnがそれぞれ拡散器311～31nでPN符号PN1～PNnにより拡散変調されて拡散信号K1～Knが出力される。そして、その拡散信号K1～Knが多数決論理回路32でタイムスロット単位に多数決論理判断され、拡散信号K1～Knの「1」の個数と「0」の個数とが異なると多数決論理判断がなされたときにはその多数決論理判断結果に応じて多数決信号Mが「1」または「0」として出力される。また、チャネル数が偶数であって拡散信号K1～Knの「1」の個数と「0」の個数とが等しい、つまり、同値となったときには同値検出信号Tが出力される。

【0048】そして、多数決論理回路32から多数決信号Mが「1」として出力されたときには、変換回路51から変換信号IQが「10」で出力され、多数決信号Mが「0」として出力されたときには、変換回路51から変換信号IQが「01」で4相位相変調器52に出力される。これに対して、多数決論理回路32から同値検出信号Tが出力されたときには、変換回路51から変換信号IQが「00」で4相位相変調器52に出力される。そして、搬送波発生器35から出力される搬送波f1がそれら変換信号IQで位相変調されて送信信号Sdが生成されて出力される。

【0049】このように、送信装置50においては、多数決論理判断がなされたときには変換信号IQの「10」または「01」で搬送波f1が位相変調されて送信信号Sdが出力され、チャネル数が偶数であって同値となったときには変換信号IQの「00」で搬送波f1が位相変調されて送信信号Sdが出力される。

【0050】さて、このようにして送信装置50から出力された送信信号Sdが受信装置60に受信されると、その送信信号Sdは逆拡散器441～44nに与えられると共に、 $\pi/4$ 再生同期搬送波発生器61に与えられる。そして、 $\pi/4$ 再生同期搬送波発生器61のPLL回路62によって上記した送信信号Sdに同期する再生同期搬送波f2が生成され、その再生同期搬送波f2が

拡散器431～43nでPN符号PN1～PNnによって拡散され中間信号Q1～Qnが生成されて出力される。

【0051】次いで、逆拡散器441～44nに与えられた送信信号Sdがその中間信号Q1～Qnによって逆拡散されて復調信号R1～Rnが生成され、復調信号R1～Rnがバンドパスフィルタ451～45nで所定の通過周波数帯域に通過されることによりノイズ成分が除去されて元のデータ信号D1～Dnが得られる。このようにして、データ信号D1～Dnを多数決論理回路32で多数決論理判断することによって多重化して送信装置50と受信装置60との間で通信することができる。

【0052】尚、このとき、上述したように、再生同期搬送波f2の位相を変調信号IQの「10」および「01」で変調されて生成された送信信号Sdの位相等しくすることにより、変調信号IQの「10」および「01」で変調されて生成された送信信号Sdのみが復調され、変調信号IQの「00」で変調されて生成された送信信号Sdが復調されないようしており、これにより、元のデータ信号D1～Dnが得られるものである。そして、この場合、変調信号IQの「00」で変調されて生成された送信信号Sdは、送信装置50と受信装置60との間の同期を保持するための信号として作用するものである。

【0053】このように第2実施例によれば、送信装置50で、多数決判断が同値となって多数決信号Mが出力されないときには、多数決信号Mに対応する変換信号IQの「10」および「01」とは異なる変換信号IQの「00」に基づいて位相変調された送信信号Sdが生成されて出力され、受信装置60で、その多数決信号Mに対応する変換信号IQの「10」および「01」に基づいて位相変調された送信信号Sdのみが復調されて元のデータ信号D1～Dnが得られるように構成したので、データチャンネル数が偶数であって多数決論理判断が同値となってもデータ通信を行うことができるようになる。

【0054】すなわち、多数決論理回路32を用いて多数決論理判断により多重化することによって送信信号Sdの送信電力を電波法で規定された範囲内として技術的基準を満たすことができ、しかも、データチャンネル数が偶数であってもデータ通信することができ、システムの自由度を向上させることができるようになる。

【0055】さて、発明者らは、上述した第1実施例ならびに第2実施例についてデータチャンネル数を偶数に設定した場合であってもデータ通信に支障をきたさないことを確認するために、以下のような実験をしてその確証を得た。以下、それらの実験システムならびに実験結果について図3ないし図11を参照して説明する。尚、これ以降、第1実施例に対応する実験を「同値信号限定方式」、第2実施例に対応する実験を「 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式」と称することにす

る。

【0056】まず、本実験の実験システムの構成を図3に示している。この図3から明らかなように、本実験の実験システムは、第2実施例で説明した構成と基本的には同じであり、データチャンネル数を最大15に設定している（ $n=15$ ）。そして、発明者らは、2つの方式、つまり、同値信号限定方式と $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式とを送信装置50の変換回路51を変更するのみによって、この図3に示す1つの実験システムにより行った。

【0057】さて、実験システムで採用した多数決論理回路32について、詳細に説明する。多数決論理回路32は、図4に示すように、ゲートスイッチ32a、加算回路32b、スレシホールド4ビットスイッチ32cおよび4ビットコンパレータ32dから構成されている。

【0058】ゲートスイッチ32aは、データ信号D1～D15がPN符号PN1～PN15により拡散されて生成された拡散信号K1～K15をそれぞれ加算回路32bに出力するか否かを選択するスイッチであり、つまり、このゲートスイッチ32aによりデータチャンネル数が1～15に選択されるようになっている。

【0059】加算回路32bは、15ビット入力4ビット出力で構成され、各データチャンネルに対応する15ビットの入力状態に応じてデータ信号「1」の個数を2進数の4ビット信号Aとして出力するようになっている。具体的には、加算回路32bは、15チャンネル多重であれば、データ信号「1」の割当てられる数は0～15であり、例えばデータ信号「1」が1つも割当てられなければ、4ビット信号Aをデータ信号「1」が0個であることを示す「0000」として出力し、データ信号「1」が15チャンネル全てに割当てられれば、4ビット信号Aをデータ信号「1」が15個であることを示す「1111」として4ビットコンパレータ32dに出力する。

【0060】スレシホールド4ビットスイッチ32cは、チャンネルの多重数に応じてスレシホールドレベルを設定するもので、そのスレシホールドレベルを4ビット信号Bとして4ビットコンパレータ32dに出力する。このとき、スレシホールドレベルはチャンネル数が奇数であれば、 $[(\text{多重数}-1)/2]$ の4ビット信号Bで設定され、例えば15多重であれば4ビット信号Bは「0111」となる。また、チャンネル数が偶数であれば、 $(\text{多重数}/2)$ の4ビット信号Bで設定され、例えば10多重であれば4ビット信号Bは「0101」となる。

【0061】4ビットコンパレータ32dは、加算回路32bから出力される4ビット信号Aとスレシホールド4ビットスイッチ32cから出力される4ビット信号Bとを比較し、比較結果を出力するものである。具体的には、4ビットコンパレータ32dは、4ビット信号Aが4ビット信号Bより小さいときには、多数決論理判断に

においてデータ信号「1」の個数がデータ信号「0」の個数より少ないということなので、多数決信号Mを「0」として出力し、このとき、同値検出信号Tを同値でないことを示す「0」として出力する。また、4ビット信号Aが4ビット信号Bより大きいときには、多数決論理判断においてデータ信号「1」の個数がデータ信号「0」の個数より多いということなので、多数決信号Mを「1」として出力し、このときも、同値検出信号Tを同値でないことを示す「0」として出力する。

【0062】これに対して、4ビット信号Aと4ビット信号Bとが等しいときには、多数決論理判断においてデータ信号「1」の個数とデータ信号「0」の個数とが等しいということなので、同値検出信号Tを「1」として出力し、多数決信号Mを多数決論理判断がなされなかったことを示す「0」として出力する。すなわち、多数決論理回路32は、4ビットコンパレータ32dにおける比較結果を多数決信号Mと同値検出信号Tとの組み合わせによって「00」、「10」、「01」の3パターンをもって変換回路51に出力するものである。

【0063】変換回路51は、上述したように、2つの方式、つまり、同値信号限定方式と $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式とで変換信号IQの出力が異なるように構成されている。図5は、変換回路51の入力と出力との関係を示すもので、(a)は同値信号限定方式、(b)は $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式の場合を示している。尚、(a)の同値信号限定方式においては、同値となったときの出力を、多数決論理判断結果が「0」であるときと等しくなるように設定している。

【0064】すなわち、同値信号限定方式においては、「00」、「10」、「01」の入力に対して、「01」、「10」、「01」の出力となる。つまり、多数決論理判断がなされて多数決信号Mが「0」ならびに同値検出信号Tが「0」となった場合と、多数決論理判断がなされずに多数決信号Mが「0」ならびに同値検出信号Tが「1」となった場合とでは変換回路51の出力が等しくなるもので、多数決論理判断がなされなかったときは、多数決信号Mが「0」となった場合として処理されるものである。このようにして、多数決論理判断で同値となったときに出力される変換信号IQを、多数決論理判断がなされたときに出力される変換信号IQのうちのいずれかに設定しており、つまり、前述した第1実施例と同じように作用するようにしている。

【0065】これに対して、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式においては、「00」、「10」、「01」の入力に対して、それぞれ異なる「01」、「10」、「00」の出力となる。このようにして、多数決論理判断で同値となったときに出力される変換信号IQを、多数決論理判断がなされたときに出力される変換信号IQとは異なる信号としており、前述した

第2実施例と同じように作用するようにしている。尚、ここでは出力として「11」は採用しない。

【0066】4相位相変調器52は、上述したように変換回路51から与えられる変換信号IQで搬送波発生器35から出力される搬送波f1を位相変調するものである。ここで、この4相位相変調器52が同値信号限定方式ならびに $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式においてそれぞれどのように作用するかを説明する。

【0067】まず、同値信号限定方式では、上述したように変換信号IQとして「01」、「10」の2値が4相位相変調器52に入力されるようになるので、4相位相変調器52は搬送波f1を2値で位相変調するように作用するものである。これに対して、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式では、上述したように変換信号IQとして「01」、「10」、「00」の3値が4相位相変調器52に入力されるようになるので、4相位相変調器52は同値信号限定方式とは異なって、搬送波f1を3値で位相変調するように作用するものである。

【0068】尚、このとき、同値信号限定方式ならびに $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式のいずれの方式においても、図6に示すように、4相位相変調器52から出力される送信信号Sdは搬送波f1に対して $\pi/4$ シフトしている。つまり、同値信号限定方式では、変換信号IQの「01」は搬送波f1に対して $3\pi/4$ シフトされ、「10」は搬送波f1に対して $7\pi/4$ シフトされることになる。また、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式では、変換信号IQの「00」は搬送波f1に対して $\pi/4$ シフトされ、「01」は搬送波f1に対して $3\pi/4$ シフトされ、「10」は搬送波f1に対して $7\pi/4$ シフトされることになる。

【0069】これは、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式において変換信号IQの「00」で搬送波f1が変調されて生成された送信信号Sdが復調されないようにするためであって、受信装置60で再生同期搬送波f2を生成するのに $\pi/4$ シフト再生同期搬送波発生器61を用いるのは、このような理由によるものである。つまり、 $\pi/4$ シフト再生同期搬送波発生器61から出力される再生同期搬送波f2を $3\pi/4$ ならびに $7\pi/4$ の位相に同期させることで、変換信号IQの「01」および「10」で変調された送信信号Sdは復調され、変換信号IQの「00」で変調された送信信号Sdは復調されないようにすることができる。

【0070】以上の説明によって明らかなように、実験システムを上記のような構成とすることにより、変換回路51を変更するのみで、同値信号限定方式と $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式とを1つの実験システムで行うことを可能にした。尚、実施にあつ

ては、同値搬送波抑圧方式を二相位相変調方式によっても行うことができる。

【0071】次に、本実験の主要諸元を以下に示す。
【表1】

変調方式	QPSK/BPSK
復調方式	$\pi/4$ シフトPSK/BPSK
搬送波周波数	160 [MHz]
拡散方式	直接拡散方式 (Direct Spread:DS)
逆拡散方式	直接逆拡散方式
PN符号系列	m系列 [2, 3, 4, 8]
PN符号長	255 [chip]
PN符号クロック	5 [MHz]
ビット速度	19.6 [kbps]
拡散帯域幅	10 [MHz]

【0072】上記のとおり、本実験におけるPN符号は、m系列PN符号として最長結線タップ [2, 3, 4, 8] の8段、符号長255チップのものである。図7は、そのPN符号の符号系列を示している。尚、この図7に示す符号系列は、PN1に相当するもので、PN2はPN1より1チップシフトしたもの、PN3はPN2より1チップシフトしたものというように、PN1～PNnは順次1チップシフトした関係となっている。

【0073】次に、このような本実験の実験結果について図8ないし図11を参照して説明する。まず、データチャネルの多重数nの変化による搬送波電力と誤り率の関係について図8ないし図11を参照して説明する。

【0074】まず、同値信号限定方式における多重数nの変化による搬送波電力と誤り率の関係を示す図8および図9から、同値信号限定方式では、多重数nが偶数であっても、多重数nが奇数のときと同じような誤り率をもって通信できることが分かる。また、同一搬送波電力では多重数nが増えるにしたがって誤り率が増える一般的な傾向にあることが分かる。

【0075】また、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式における多重数nの変化による搬送波電力と誤り率の関係を示す図10および図11から、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式でも、同値信号限定方式と同じように、多重数nが偶数であっても、多重数nが奇数のときと同じような誤り率をもって通信できることが分かる。

【0076】さて、発明者らは、続いて、同値信号限定方式ならびに $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式それぞれについて、相関レベルが多重数nによってどのように変化するかをコンピュータによるシミュレーションを行った。以下に、そのシミュレーションの手順および結果について図12ないし図15を参照して

説明する。

【0077】図12および図13は、シミュレーションの手順を示すものである。まず、シミュレーションの準備として、PN符号発生器により上述した主要諸元に示したPNコード（PN符号）を発生させ（ステップS1）、そのPNコードのファイルを出力した（ステップS2）。

【0078】シミュレーションは、まず、PNコードのファイルを入力し（ステップT1）、PNコードを順次1チップシフトすることによりPN1～PN15を発生させた（ステップT2）。そして、データチャネルの多重数nを最初は2多重に設定し（ステップT3）、測定を行った（ステップT4、T5）。次いで、測定により得られた相関レベルを出力し（ステップT6）、多重数nを1ずつ増やして（ステップT7）、15多重まで測定を行った（ステップT8）。

【0079】図14および図15は、このシミュレーションにより得られたシミュレーション結果である。まず、同値信号限定方式におけるシミュレーション結果を示す図14から、同値信号限定方式では、偶数多重、奇数多重のいずれの場合も同じ傾向を示し、多重数が増加するにしたがって相関値が収束することが分かる。

【0080】また、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式におけるシミュレーション結果を示す図15から、 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式では、奇数多重の場合と偶数多重の場合とは異なる傾向を示すことが分かる。

【0081】以上説明したように、本実験によって、請求項1に対応した同値信号限定方式ならびに請求項2に対応した $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式の双方に方式において、データチャネルの多重数nを偶数としても、奇数のときと同じようにデータ通信す

ることができ、つまり、システムの自由度を向上できることが分かった。

【0082】本発明は、上記実施例にのみ限定されるものでなく、次のように変形または拡張することができる。データ信号D1～Dnを復調する際に、送信信号をPN符号PN1～PNnで逆拡散したのちに、その逆拡散して得られた信号を再生同期搬送波f2で復調して元のデータ信号D1～Dnを得るようにしても良い。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例を示すシステム構成図

【図2】本発明の第2実施例を示す図1相当図

【図3】実験システムを示す図1相当図

【図4】多数決論理回路の構成を示すブロック構成図

【図5】変換回路の入出力信号の対応を示す図

【図6】変換信号と位相との関係を示す図

【図7】PN符号の一符号列を示す図

【図8】同値信号限定方式の奇数多重における搬送波電力と誤り率との関係を示す図

【図9】同値信号限定方式の偶数多重における図8相当図

【図10】 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式の奇数多重における図8相当図

【図11】 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式の偶数多重における図8相当図

【図12】シミュレーションの準備手順を示すフローチャート

【図13】シミュレーションの手順を示すフローチャート

【図14】同値信号限定方式における多重数と相関レベルとの関係を示す図

【図15】 $\pi/4$ シフトPSK復調による同値搬送波抑圧方式における図14相当図

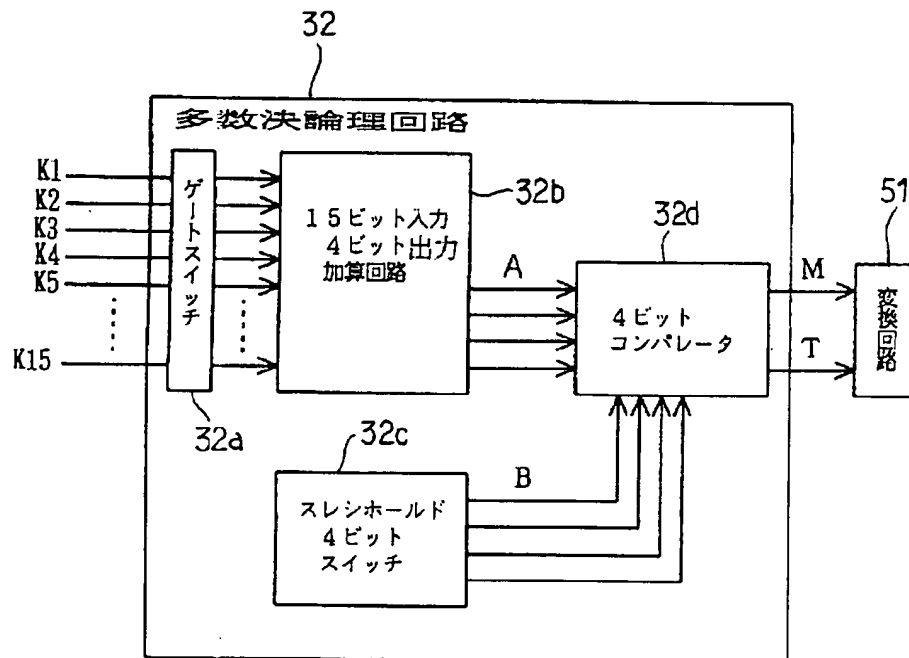
【図16】従来例を示す図1相当図

【図17】他の従来例を示す図1相当図

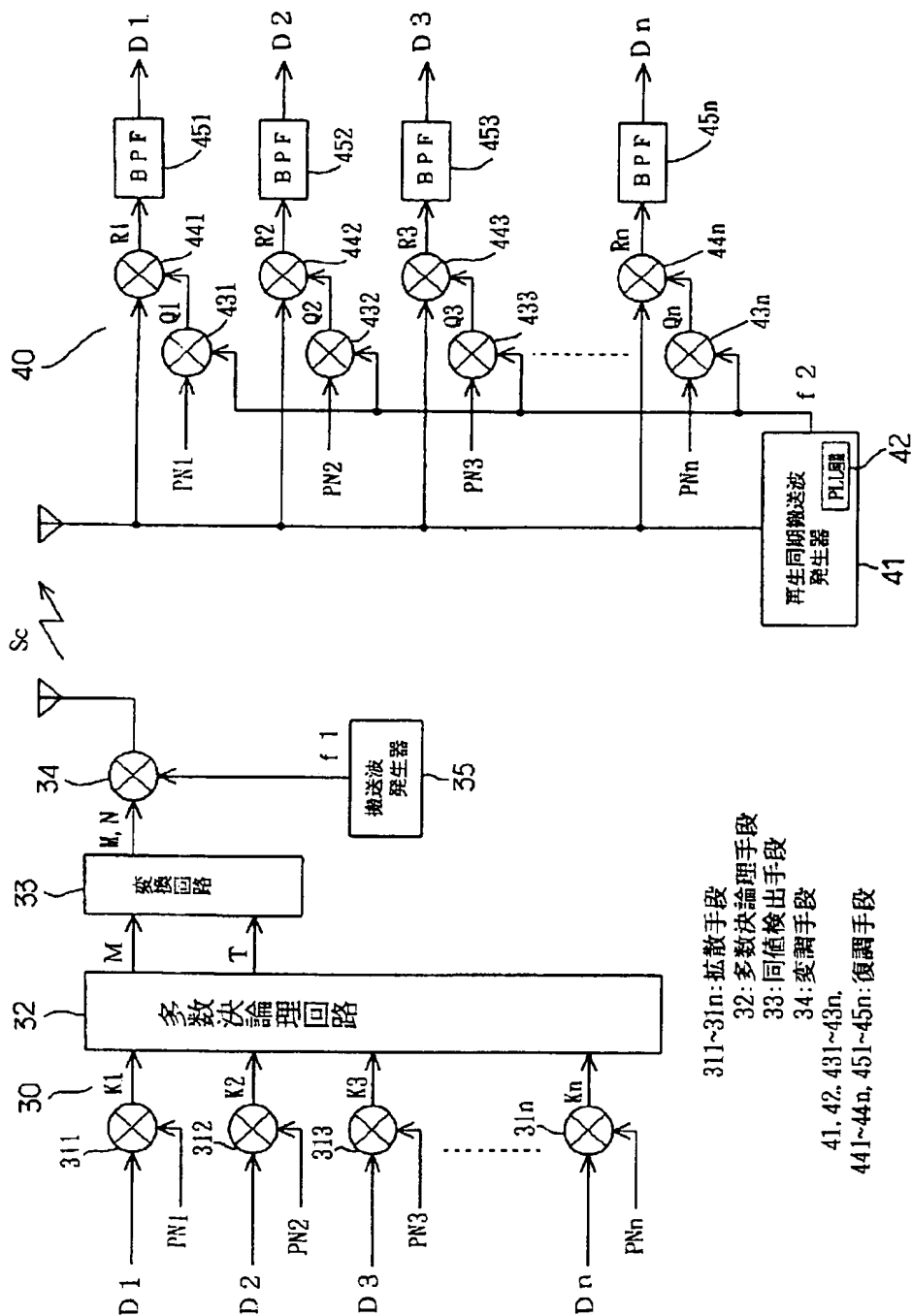
【符号の説明】

図面中、311～31nは拡散器（拡散手段）、32は多数決論理回路（多数決論理手段）、33は変換回路（同値検出手段）、34は2相位相変調器（変調手段）、41は再生同期搬送波発生器（復調手段）、42はPLL回路（復調手段）、431～43nは拡散器（復調手段）、441～44nは逆拡散器（復調手段）、451～45nはバンドパスフィルタ（復調手段）、51は変換回路（同値検出手段）、52は4相位相変調器（変調手段）である。

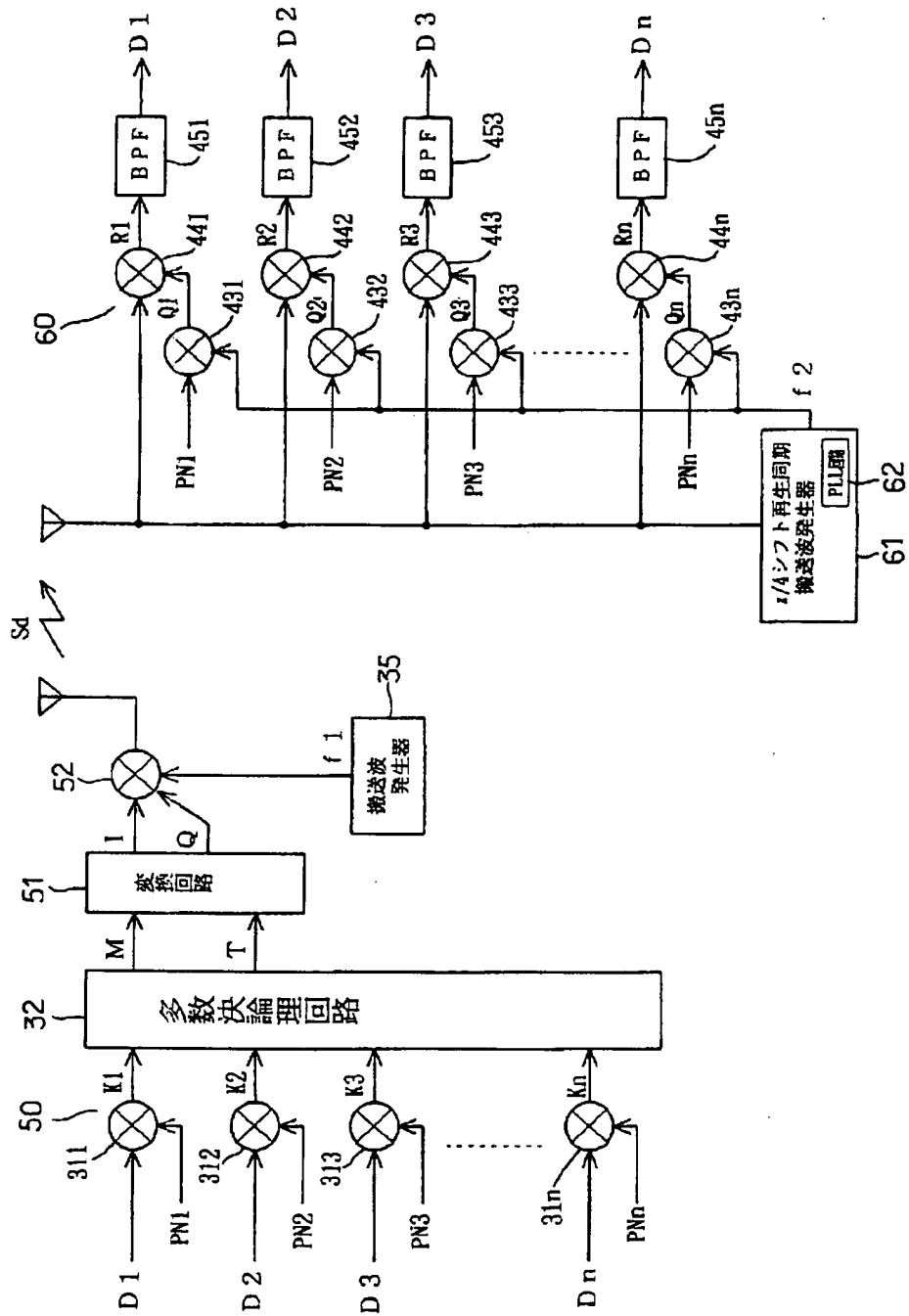
【図4】



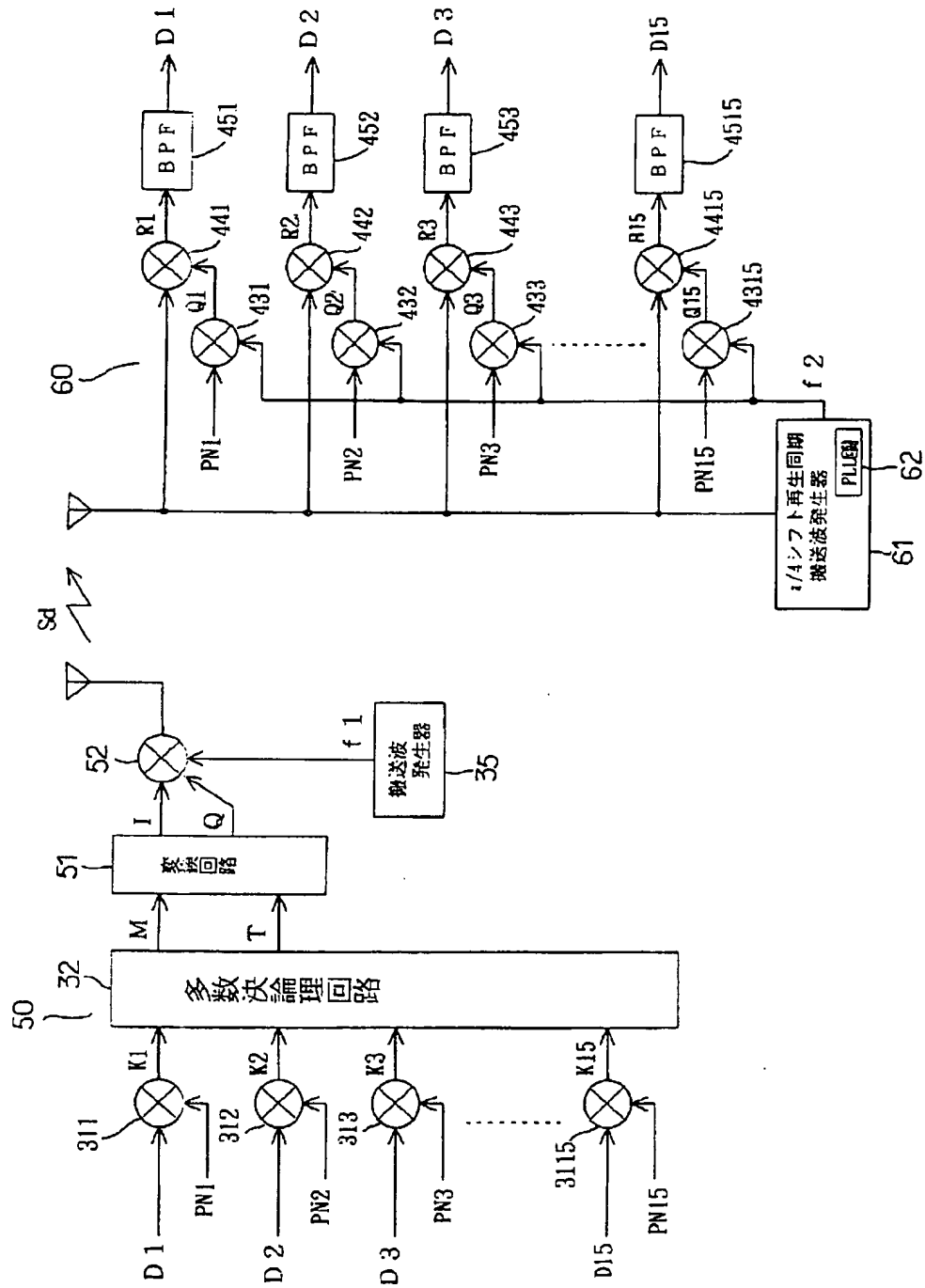
【図1】



【図2】



【図3】



【図5】

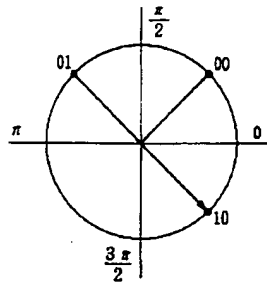
(a)

入 力		出 力	
M	T	I	Q
0	0	0	1
1	0	1	0
0	1	0	1

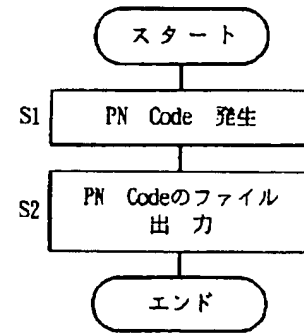
(b)

入 力		出 力	
M	T	I	Q
0	0	0	1
1	0	1	0
0	1	0	0

【図6】



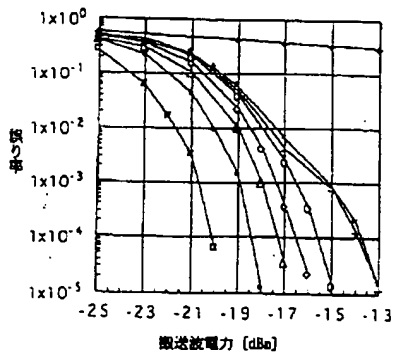
【図12】



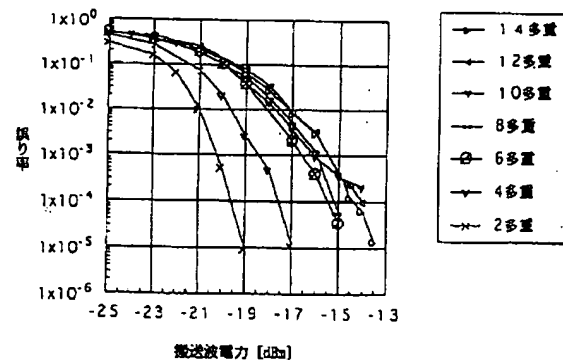
【図7】

Start → 111111110010000101001111101010101110000011000101011
 001100101111110111100110111011100101010010100010010
 110100011001110011110001101100001000101110101111011
 01111100001101001101011011010101000001001110110010010
 011000000111010010001110001000000010110001111010000

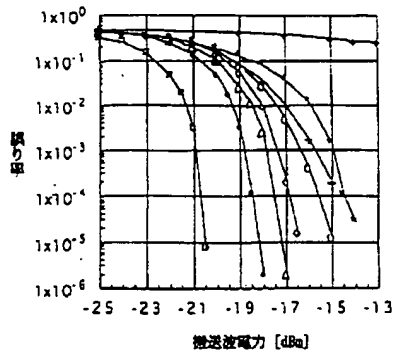
【図8】



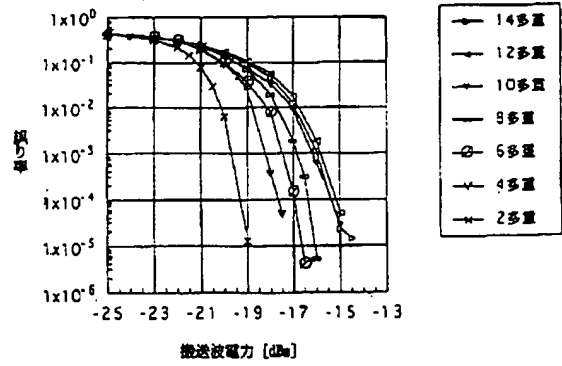
【図9】



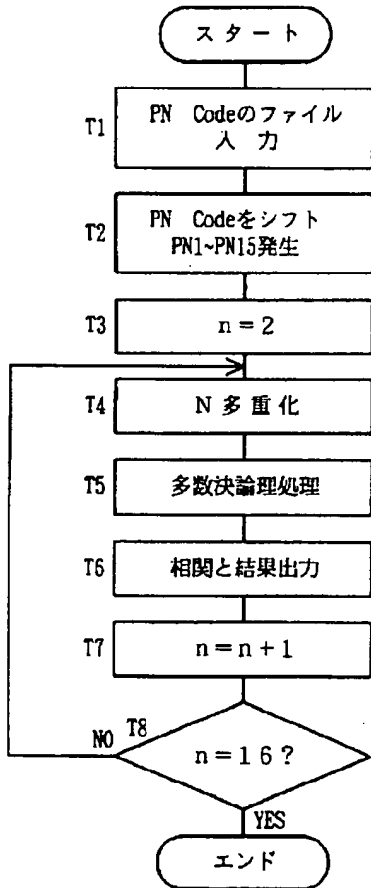
【図10】



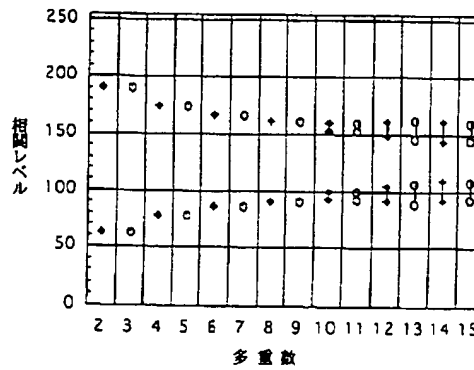
【図11】



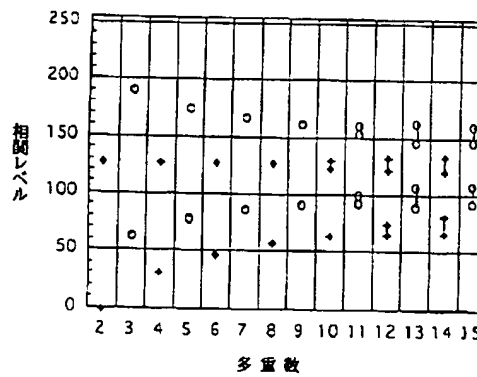
【図13】



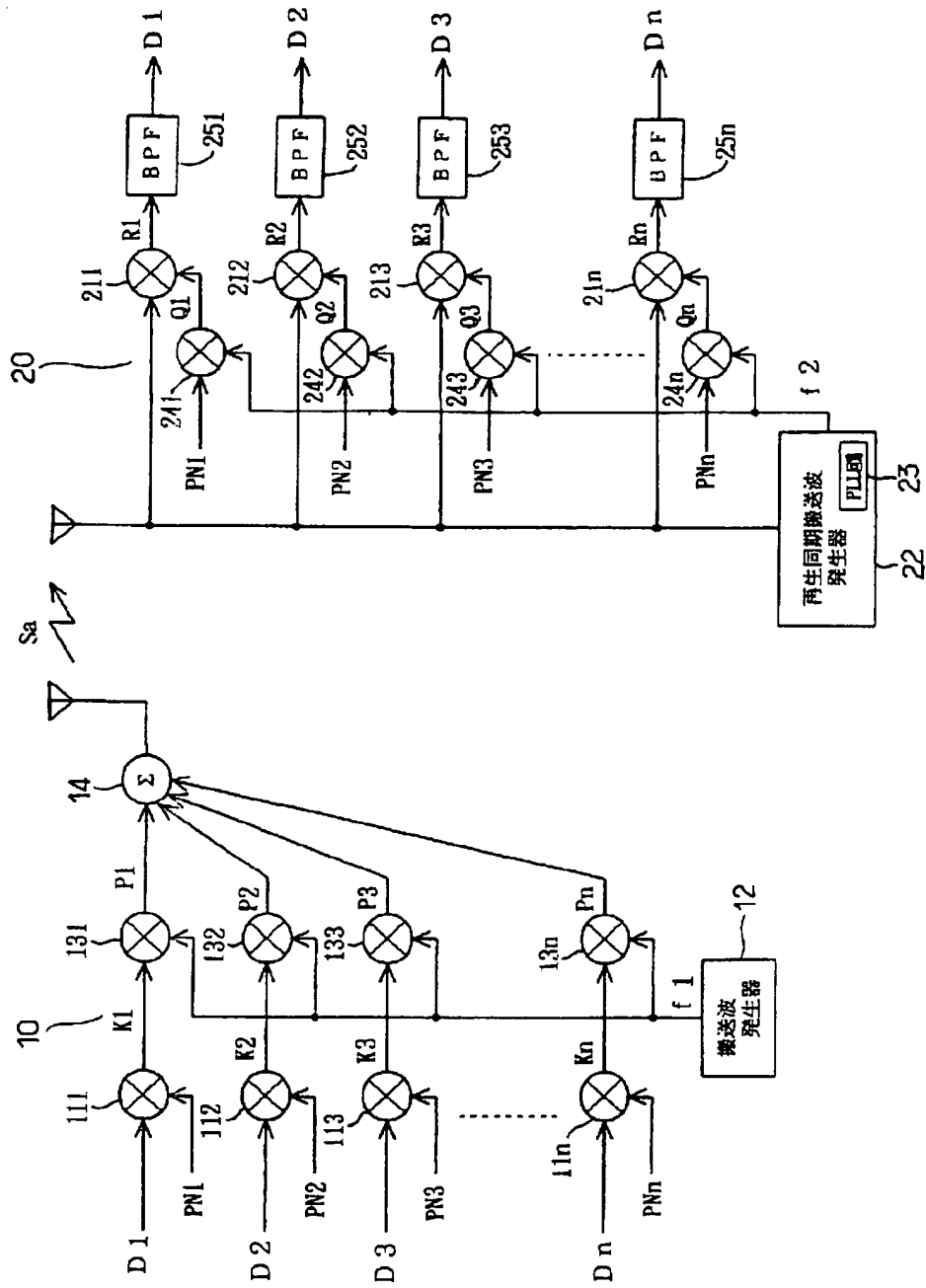
【図14】



【図15】



【図16】



【图 17】

